

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-216816

(43)Date of publication of application : 05.08.1994

(51)Int.Cl.

H04B 7/08

H04B 7/005

(21)Application number : 05-023441

(71)Applicant : KOKUSAI DENSIN DENWA CO LTD
<KDD>

(22)Date of filing : 20.01.1993

(72)Inventor : ISHIKAWA HIROYASU
KOBAYASHI HIDEO

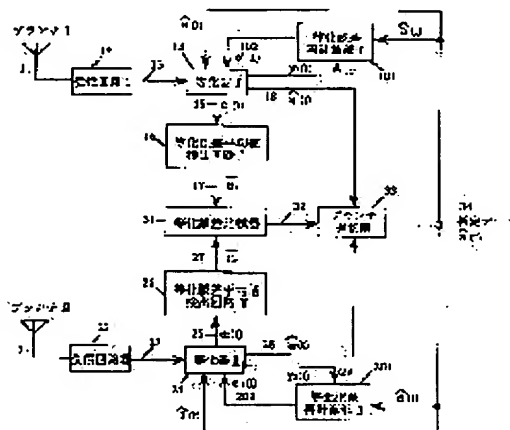
(54) AFTER-EQUALIZATION SELECTION SYNTHETIC DIVERSITY RECEIVING SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To prevent a synchronizing step-out and a random selection error by selecting the output decision value of the equalizer of a branch where the average change error is minimized and then updating the tap gain coefficients of all equalizers by the recalculated equalization error.

CONSTITUTION: The high frequency signals received by the branches I and II are supplied to the equalizers 14 and 24 as the base band signals 13 and 23 through the receiver circuits 12 and 22. Meanwhile the equalization errors 15 and 25 of both equalizers 14 and 24 are supplied to the equalization error average value detector circuits 16 and 26 respectively. Then the average value of equalization errors equivalent to past N symbols including an equalization point is calculated, and the branch of smaller average equalization error is selected by an equalization error comparator 31. Based on this selection deciding value, the equalization errors of the decision feed back type equalizers 14 and 24 are

recalculated by the equalization error recalculating parts 101 and 201 respectively and fed back to both equalizers 14 and 24. then the tap gain coefficients of the equalizers 14 and 24 are updated by those recalculated equalization errors. Thus the synchronizing step-out due to the integration of equalization errors can be evaded.



BEST AVAILABLE COPY

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 19.09.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2649766

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-216816

(43)公開日 平成 6年(1994) 8月 5日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 B 7/08
7/005

識別記号

D 4229-5K
8226-5K

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 1 F D (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平5-23441

(22)出願日 平成 5年(1993) 1月20日

(71)出願人 000001214

国際電信電話株式会社
東京都新宿区西新宿 2丁目 3番 2号

(72)発明者 石川 博康

東京都新宿区西新宿二丁目 3番 2号 国際
電信電話株式会社内

(72)発明者 小林 英雄

東京都新宿区西新宿二丁目 3番 2号 国際
電信電話株式会社内

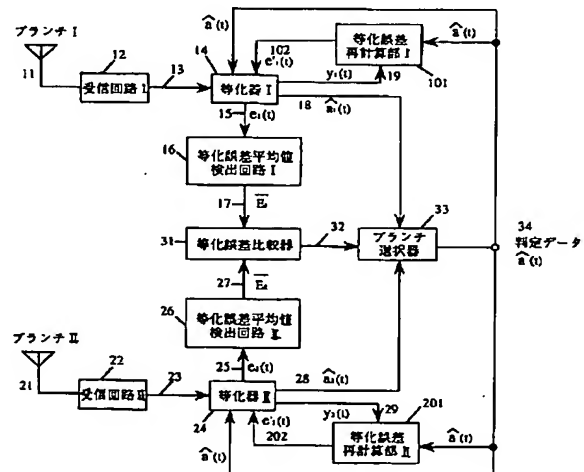
(74)代理人 弁理士 大塚 学

(54)【発明の名称】 等化後選択合成ダイバーシチ受信方式

(57)【要約】

【目的】 周波数選択性フェージングに対する良好な追従特性と等化精度特性、並びにレイリーフェージングに対するダイバーシチ効果を兼ね備えた等化器併用型ダイバーシチ受信方式を提供する。

【構成】 等化後選択合成ダイバーシチ受信方式において、複数シンボルに亘る平均等化誤差が最小となるブランチの等化器出力判定値を選択、合成すると共に、その選択判定値を用いて全ての判定帰還型等化器の等化誤差を再計算し、全ての判定帰還型等化器のタップ利得係数の更新を再計算した等化誤差を用いて行なうことにより、等化誤差の積算による同期はずれや、選択合成ダイバーシチを適用することにより生じるランダム選択誤りの問題を解決するように構成されている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 周波数選択性フェージングにより生じる符号間干渉を等化する判定帰還型等化器を複数のアンテナから構成されるアンテナダイバーシチ受信機の各ブランチに対して独立に設置し、等化誤差の平均値が最小となるアンテナブランチの等化器出力判定値を選択、合成する等化後選択合成ダイバーシチ受信方式において、複数シンボルに亘る平均等化誤差が最小となるブランチの等化器出力判定値を選択、合成すると共に、該選択判定値を用いて全ての判定帰還型等化器の等化誤差を再計算し、全ての該判定帰還型等化器のタップ利得係数の更新を該再計算した等化誤差を用いて行なうことにより、全てのブランチアンテナに設置されている判定帰還型等化器の等化精度と伝搬路への追従精度を向上させることを特徴とする等化後選択合成ダイバーシチ受信方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、ディジタル自動車電話システム、ディジタル携帯電話システム、ディジタルコードレス電話システムなどのディジタル移動通信システムや、ディジタル衛星通信システム、ディジタル移動体衛星通信システム等のディジタル無線通信システムに用いられる選択合成ダイバーシチ受信方式に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、自動車電話、携帯電話といった陸上移動体通信システムのディジタル化が提唱されるにあたり、種々のディジタル無線技術に関する研究、開発、実用化が行なわれている。現在、次世代のディジタル自動車電話システムとして、情報伝送速度が42 kbpsという中速度のシステムがとりあげられているが、将来は伝送効率をあげるため、数百～数Mbpsクラスの極めて高速で広帯域のディジタル移動通信システムの開発が望まれている。

【0003】ところで、このような広帯域ディジタル移動通信システムでは、陸上移動通信システム特有のレイリーフェージングによる受信レベルの落ち込みにより生じる誤り率特性の劣化、並びに周波数選択性フェージングによる符号間干渉を起因とする誤り率特性の劣化が大きな問題となる。ここで、前者のレイリーフェージングによる受信レベルの落ち込みに対する対策技術としては、空間的に離された複数の異なるアンテナにより信号を受信し、その受信信号を選択あるいは合成することにより受信特性を改善する空間ダイバーシチ受信方式が研究、開発されており、後者の周波数選択性フェージングによる符号間干渉に対する対策技術としては、周波数選択性フェージング通信路の時間応答の逆応答を複数の遅延線により推定、実現するトランスバーサル型フィルタにおいて、そのフィードバックタップに等化器出力の判定結果を帰還する判定帰還型等化器が研究、開発されて

いる。これまでに、上記2つの伝送技術を組み合わせた復調方式として図3、及び図4に示す等化後選択合成ダイバーシチ受信方式が提案されている。

【0004】図3は受信レベル比較によりブランチを選択する2ブランチ等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の構成法を表しており、ブランチI(11)、ブランチII(21)の2つのアンテナブランチに対して各々独立の受信回路I(12)、II(13)、及び等化器I(14)、II(24)を設置し、ブランチIにおける信号の受信レベルを検出する受信レベル検出器I(103)の出力R_i(104)とブランチIIにおける信号の受信レベルを検出する受信レベル検出装置II(203)の出力R_i(204)とを受信レベル比較器54において比較し、受信レベルの大きいブランチの等化器出力の判定値をブランチ選択器33により選択した後、判定データ系列34として出力する方式である。しかしながら、周波数選択性フェージング通信路では、必ずしも受信レベルの大きいブランチの方が等化精度が良いとは限らず、逆に受信レベルが小さくても等化精度が良好であるブランチも存在し、結果としてダイバーシチ受信方式を適用する等化器の方が、ダイバーシチを適用しない通常の等化器よりも受信特性が劣化するという問題があった。この問題を解決する手法として特公平4-111542号の「ダイバーシチ方法」が提案されている。この「ダイバーシチ方法」の受信装置の構成法を図4に、また受信装置に適用する判定帰還型等化器の構成法を図5に各々示す。

【0005】図4において、ダイバーシチ受信装置はブランチI(11)、ブランチII(21)の2つのアンテナブランチに対して各々独立の受信回路I(12)、II(13)、及び等化器I(14)、II(24)が設置されており、ブランチIにおける等化器I(14)の等化誤差e_i(t)(15)の複数シンボルに亘る平均値を求める等化誤差平均値検出回路I(16)の出力バーE_i(17)とブランチIIにおける等化器II(24)の等化誤差e_i(t)(25)の複数シンボルに亘る平均値を求める等化誤差平均値検出回路II(26)の出力バーE_i(27)とを等化誤差比較器31において比較し、等化誤差平均値の小さいブランチの等化器出力の判定値をブランチ選択器33により選択した後、判定データ系列34として出力する方式である。

【0006】また、図5において、判定帰還型等化器はフィードフォワードフィルタ37とフィードバックフィルタ43とそれらの出力38、44を足し合わせる加算器39、加算器出力40を判定する判定器41、判定器出力42と加算器出力40との差を検出する等化誤差検出回路45、並びに等化誤差57を用いてタップ利得を計算、更新するタップ利得更新回路51から構成されており、等化誤差57を用いてタップ利得を計算し、更新したタップ利得52、53を用いてフィードフォワードフィ

ルタ43及びフィードバックフィルタ37のタップを更新することにより、伝搬路の変動に応じて精度良く符号間干渉を等化することができる。この「ダイバーシチ方法」のように、等化誤差の平均値を用いてブランチを選択し、その選択ブランチの等化器出力の判定値をデータ系列として合成することにより、前述した受信レベルによりブランチを選択する等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の問題点を解決し、ダイバーシチ効果による受信特性改善利得を得ることができる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】図6に、従来の等化後選択合成ダイバーシチ受信方式における各ブランチが持つ等化器の等化精度特性、並びに選択誤りが起きる現象について示す。ただし、簡単のためブランチ数は2本とし、TDMA (Time Division Multiple Access: 時分割多元接続) 方式を想定して、バースト信号形式で通信が行なわれる場合を仮定している。通常、TDMA 1フレームは、既知の信号系列からなるユニークワード部(等化器ではトレーニング系列に相当)と、未知の信号系列からなる情報信号部から構成される。

【0008】図6において、ブランチI、ブランチIIの持つ等化器は、各々区間d11、d21では正常に動作しているが、区間d12、d22ではフェージングによる受信レベル低下を起因とする同期はずれが生じて、等化アルゴリズムが発散状態となることが分かる。ここで、単に2ブランチの等化誤差を比較選択するだけの手法の場合、c12の区間では、ブランチIIの持つ等化器が正常状態であるにも係わらず、ブランチIの等化誤差が偶然ブランチIIの等化誤差よりも小さい状態が生じたために、ダイバーシチ方式を適用することによる選択誤りが生じていることが分かる。更に、区間c13(d22)では両ブランチとも同期はずれを起こしているためにランダム誤り状態になっており、1フレーム中には二度と等化アルゴリズムの再引込を行なうことはない。

【0009】ここで、前述した平均等化誤差を比較してブランチを選択する等化後選択合成ダイバーシチ受信方式では、各ブランチが持つ判定帰還型等化器は全て独立の関係にあり、あるブランチが持つ判定帰還型等化器の等化出力の判定結果は、異なるブランチが持つ判定帰還型等化器に影響を及ぼすことはない。すなわち、各ブランチのもつ判定帰還型等化器の性能は、1ブランチで受信する場合に得られる通常の判定帰還型等化器の性能そのものであり、ダイバーシチ受信方式を適用することにより得られる受信特性の改善効果は、単に伝搬状態の悪い通信路を回避することにより得られるだけのものでなく、ダイバーシチ受信方式を判定帰還型等化器に適用することにより得られるメリットを完全に生かしているとはいえない。

【0010】本発明の目的は、等化誤差の積算による同

期はずれを回避し、さらにランダム選択誤りを防止することができる等化後選択合成ダイバーシチ受信方式を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】この目的を達成するために、本発明による等化後選択合成ダイバーシチ受信方式は、周波数選択性フェージングにより生じる符号間干渉を等化する判定帰還型等化器を複数のアンテナから構成されるアンテナダイバーシチ受信機の各ブランチに対して独立に設置し、等化誤差の平均値が最小となるアンテナブランチの等化器出力判定値を選択、合成する等化後選択合成ダイバーシチ受信方式において、複数シンボルに亘る平均等化誤差が最小となるブランチの等化器出力判定値を選択、合成すると共に、その選択判定値を用いて全ての判定帰還型等化器の等化誤差を再計算し、全ての判定帰還型等化器のタップ利得係数の更新を再計算した等化誤差を用いて行なうことを特徴とする構成を有している。

【0012】

【発明の原理】図7は、本発明による等化誤差再計算型等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の等化精度特性を表しており、本発明方式が従来方式に対して大きな改善効果が得られることを示している。ただし、簡単のためブランチ数は2本としている。

【0013】図において、まず、区間d31、d41では、ブランチI、IIの持つ等化器は各々正常に動作している。ここで、ブランチIではフェージングによる受信レベルの落ち込みにより、区間d32で等化の同期はずれが生じている。しかしながら、常に選択合成した判定データを用いて等化誤差を再計算し、選択合成後の判定データ系列をフィードバックタップに入力することにより、ブランチIの等化器ではトレーニング系列を用いて等化を行なっている状態と等価となり、区間d32(c22)において等化アルゴリズムの再引込を行なうことができる。同様に、区間d42(c23)では、ブランチIIの等化器が一旦同期はずれを生じるものの、ブランチIの判定データを用いて等化アルゴリズムの再引込を行なうことができ、同期はずれによる等化アルゴリズムの発散状態、すなわちランダム誤り発生状態に移行することがない。また、以上の現象は、等化誤差の積算により生じる同期外れの場合についても当てはめることができる。

【0014】

【作用】本発明のように比較選択した判定値を用いて全ての判定帰還型等化器における等化誤差を再計算し、その等化誤差と判定データを用いてトランスバースルフィルタのタップ利得係数を更新することにより、従来の判定帰還型等化器の欠点であった等化誤差の積算による同期はずれの問題や、ダイバーシチ方式を適用した場合に生じるランダム選択誤りの問題を解決することができ、

発明方式による判定帰還型等化器の良好な追従特性と等化精度特性、並びに伝搬路に対するダイバーシチ効果により、従来の等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の誤り率特性を大幅に改善することができる。この誤り率特性の大幅な改善により、陸上移動体通信システムの広帯域化によるスループットの上昇、携帯機の省送信電力化、チャンネル間干渉の低減等に貢献することができる。

【0015】

【実施例】図1に、本発明による等化誤差再計算型等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の構成法を示す。ただし、簡単のためアンテナブランチ数を2本としている。図1において、ブランチI(11)、ブランチII(21)で受信された高周波信号は、各々独立の受信回路I(12)、II(13)によりベースバンド信号13、23として等化器I(14)、II(24)にそれぞれ入力される。ここで、等化器I、IIの等化誤差15、25はそれぞれ等化誤差平均値検出回路I(16)、II(26)に入力され、等化ポイントを含めた過去Nシンボル分の等化誤差の平均値を計算し、その平均等化誤差値 \bar{e}_1 (17)、 \bar{e}_2 (27)は等化誤差比較器31に入力され、平均等化誤差の小さいブランチが選択される。その選択情報32はブランチ選択器33に入力され、等化器Iからの判定値ハット $a_1(t)$ (18)と等化器2からの判定値ハット $a_2(t)$ (28)の何れかを選択し、34の判定データ値ハット $a(t)$ として検出する。

【0016】次に、この時刻tにおける判定データ値ハット $a(t)$ は、ブランチIの等化誤差再計算部I(101)とブランチIIの等化誤差再計算部II(201)に各々入力され、判定データ値ハット $a(t)$ と、各ブランチの等化器I、IIの等化出力 $y_1(t)$ (19)、 $y_2(t)$ (29)との誤差を再計算し、等化誤差再計算値 $e_1'(t)$ (102)、 $e_2'(t)$ (202)として各々等化器I(14)、II(24)にフィードバックされる。ただし、34の判定データ値ハット $a(t)$ と等化器出力判定値ハット $a_1(t)$ (18)、及びハット $a_2(t)$ (28)が相等しい場合、等化誤差を再計算する必要はない。

【0017】次に、本発明方式に用いる判定帰還型等化器14、24の構成例を図2に示す。図2において、判定帰還型等化器はフィードフォワードフィルタ37とフィードバックフィルタ43とそれらの出力38、44を足し合わせる加算器39、加算器出力40を判定する判定器41、判定器出力42と加算器出力40との差を検出する等化誤差検出回路45、46の等化誤差 $e_1(t)$ の平均値である \bar{e}_1 (48)を検出する等化誤差平均値検出回路47、並びに40の加算出力 $y_1(t)$ と34の判定データハット $a(t)$ から50の等化誤差再計算値 $e_1(t)$ を得る等化誤差再計算部49と、等化誤差再計算部49の出力50を用いてタップ利

得を計算、更新するタップ利得更新回路51から構成されている。この等化誤差の再計算値50を用いてタップ利得を計算し、更新タップ利得52、53を用いてフィードフォワードフィルタ37、及びフィードバックフィルタ43のタップ利得係数を更新することにより、フィードバックフィルタにおける判定誤りの伝搬による特性劣化や等化誤差の積算による特性劣化の問題を解決することができ、更に一方のブランチが持つ等化器の等化アルゴリズムが受信レベルの落ち込み等により発散した場合でも、他方のブランチの等化器が正常に動作していれば、その判定データをトレーニング系列と見做すことができ、等化アルゴリズムの発散後の再引込を行なうことができる。

【0018】最後に、本発明方式の誤り率特性を図8に示す。ただし、 E_b/N_0 は1ビット当たりの信号エネルギー E_b と雑音電力密度 N_0 の比を表わし、情報伝送速度128kbps/sec、最大ドップラ周波数 $f_d = 100\text{Hz}$ 、忘却係数 $\lambda = 0.94$ 、フィードフォワードタップ数4($T_s/2$ の間隔、 T_s はシンボル周期)、フィードバックタップ数2(T_s の間隔)、TDMA1フレーム128シンボル、トレーニング系列長14シンボルの条件下において、独立で平均電力の等しいレイリーフェージング波が、1シンボル周期 T_s 分だけ遅延時間差を含んで到来する伝搬路を仮定してシミュレーションを行なっている。これらのシミュレーション条件は次世代デジタル移動通信システムを想定したものとして、極めて妥当なものである。また、等化誤差の平均値を求めるために要するシンボル数Nは1シンボル、すなわち等化ポイントにおける等化誤差値そのものとしている。

【0019】図8より、点線で示す従来の等化後選択合成ダイバーシチ受信方式に比較して、実線で示す本発明方式による等化誤差再計算型選択合成ダイバーシチ受信方式の方がフロア領域において誤り率特性が1桁も改善されていることが分かる。この、陸上移動通信システムの伝搬モデルに則したシミュレーションの結果から、実際の陸上移動無線回線においても本発明方式による誤り率特性の大幅な改善効果が得られることは明らかである。

【0020】

【発明の効果】本発明のように、比較選択した判定値を用いて全ての判定帰還型等化器における等化誤差を再計算し、その等化誤差再計算値と比較選択した判定データを用いてトランスバースルフィルタのタップ利得係数を更新することにより、従来の判定帰還型等化器の欠点であった等化誤差の積算による同期はずれの問題や、ダイバーシチ方式を適用した場合に生じるランダム選択誤りの問題を解決することができると共に、本発明方式による判定帰還型等化器の良好な追従特性と等化精度特性、並びに伝搬路に対するダイバーシチ効果により、レイリ

ーフェージングによる受信レベルの落ち込みや、周波数選択性フェージングによる符号間干渉が問題となる陸上移動通信路において、その受信特性を大幅に改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による等化誤差再計算型等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の構成例を示すブロック図である。

【図2】本発明に用いる判定帰還型等化器の構成例を示すブロック図である。

【図3】従来の受信レベルによりブランチ選択を行なう等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の例を示すブロック図である。

【図4】従来の等化誤差によりブランチ選択を行なう等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の例を示すブロック図である。

【図5】従来の等化誤差によりブランチ選択を行なう等化後選択合成ダイバーシチ受信方式に用いる判定帰還型等化器の構成例を示すブロック図である。

【図6】従来の等化後選択合成ダイバーシチ受信方式における等化精度特性を示すタイムチャートである。

【図7】本発明による等化誤差再計算型等化後選択合成ダイバーシチ受信方式における等化誤差特性を示すタイムチャートである。

【図8】本発明による等化誤差再計算型等化後選択合成ダイバーシチ受信方式の誤り率特性を従来例と比較して示す特性図である。

【符号の説明】

11, 21 ブランチアンテナ
12, 22 受信回路
13, 23 ベースバンド信号
14, 24 等化器
15, 25 等化誤差
16, 26 等化誤差平均値検出回路
17, 27 等化誤差平均値
18, 28 等化器出力の判定値
19, 29 等化器出力
101, 201 等化誤差再計算部
102, 202 等化誤差再計算値

103, 203 受信レベル検出器

31 等化誤差比較器

32 ブランチ選択情報

33 ブランチ選択器

34 判定データ

36 等化器入力

37 フィードフォワードフィルタ

38 フィードフォワードフィルタ出力

39 加算器

10 40 加算器出力

41 判定器

42 等化器出力の判定値

43 フィードバックフィルタ

44 フィードバックフィルタ出力

45 等化誤差検出回路

46 等化誤差

47 等化誤差平均値検出回路

48 等化誤差平均値

49 等化誤差再計算部

20 50 等化誤差再計算値

51 タップ利得更新回路

52 フィードバックフィルタのタップ利得更新値

53 フィードフォワードフィルタのタップ利得更新値

54 受信レベル比較器

55 選択情報

56 選択情報

57 等化誤差

B11 従来方式のブランチ1における等化誤差特性

B12 発明方式のブランチ1における等化誤差特性

30 B21 従来方式のブランチ2における等化誤差特性

B22 発明方式のブランチ2における等化誤差特性

c11, c21~c25 判定誤り無し区間

c12 選択誤り区間

c13 ランダム誤り区間

d11~d41, d33, d43 収束状態

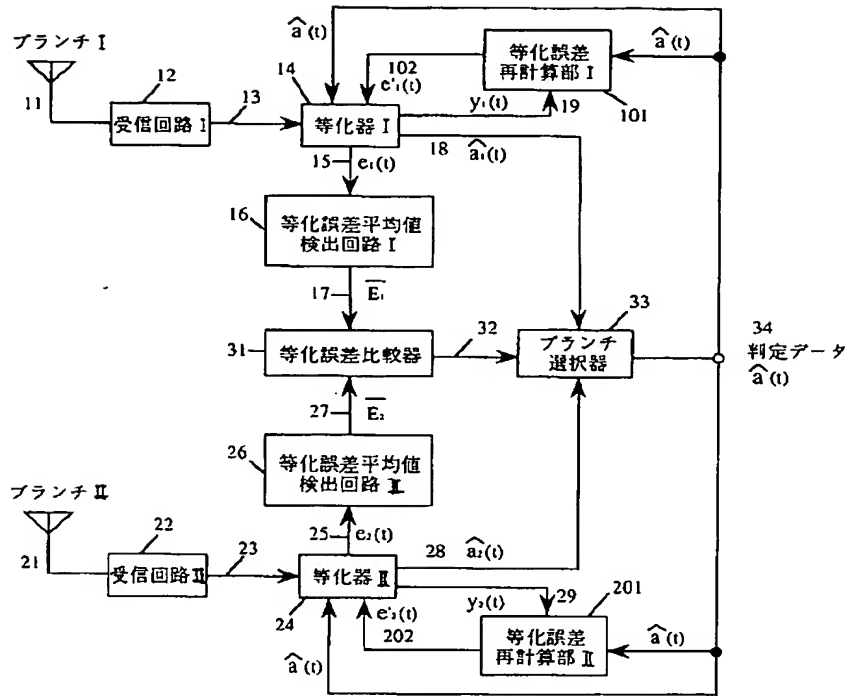
d12~d42 発散状態

D1 従来方式における判定データ系列

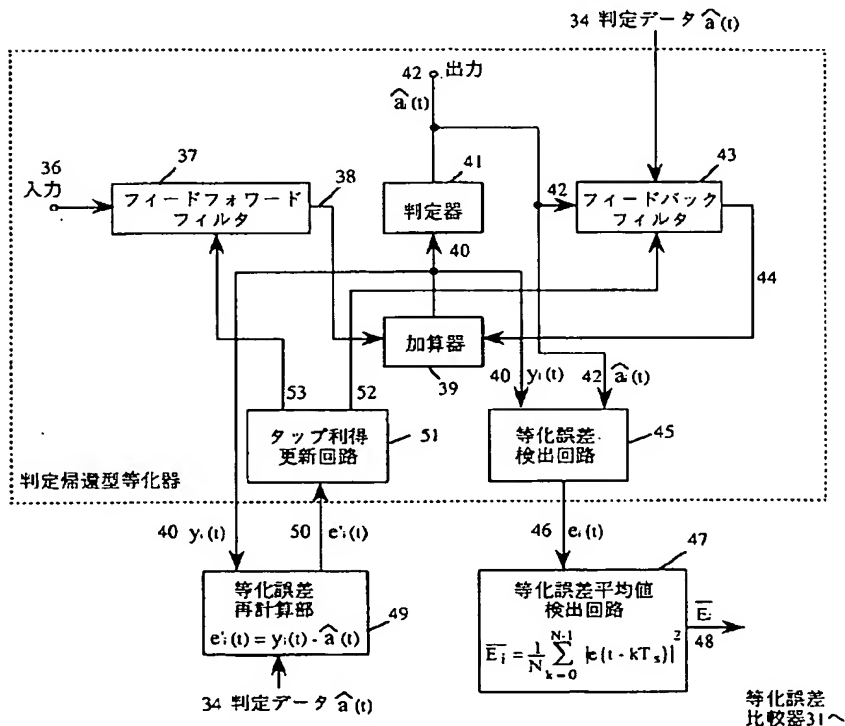
D2 発明方式における判定データ系列

t1~t4 トレーニング系列

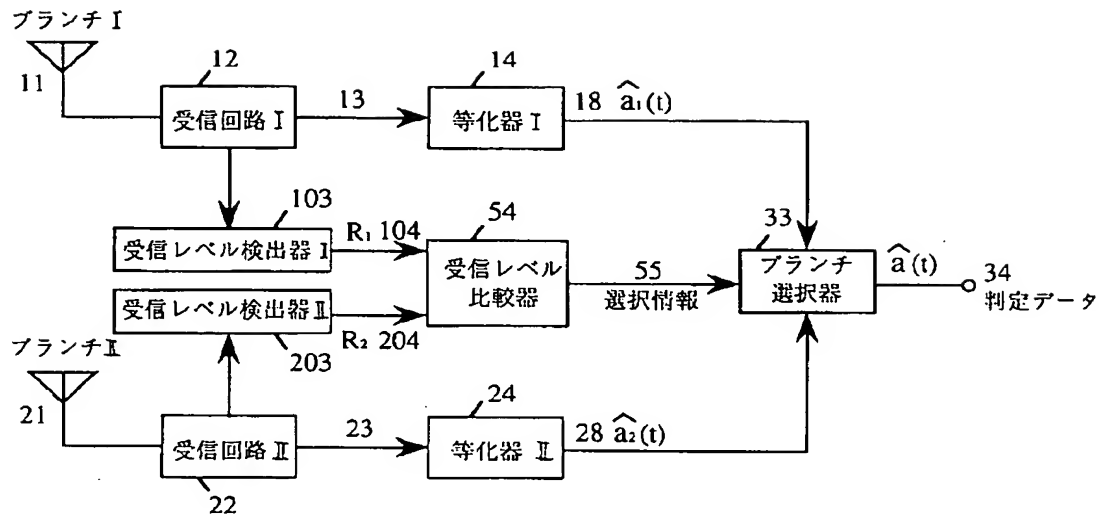
【図1】



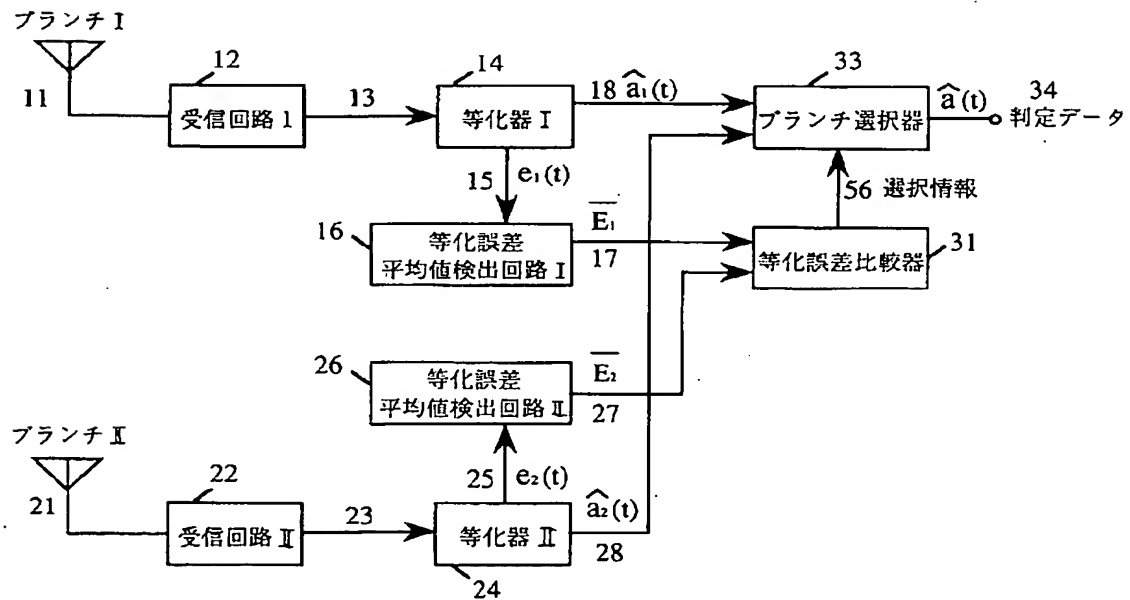
【図2】



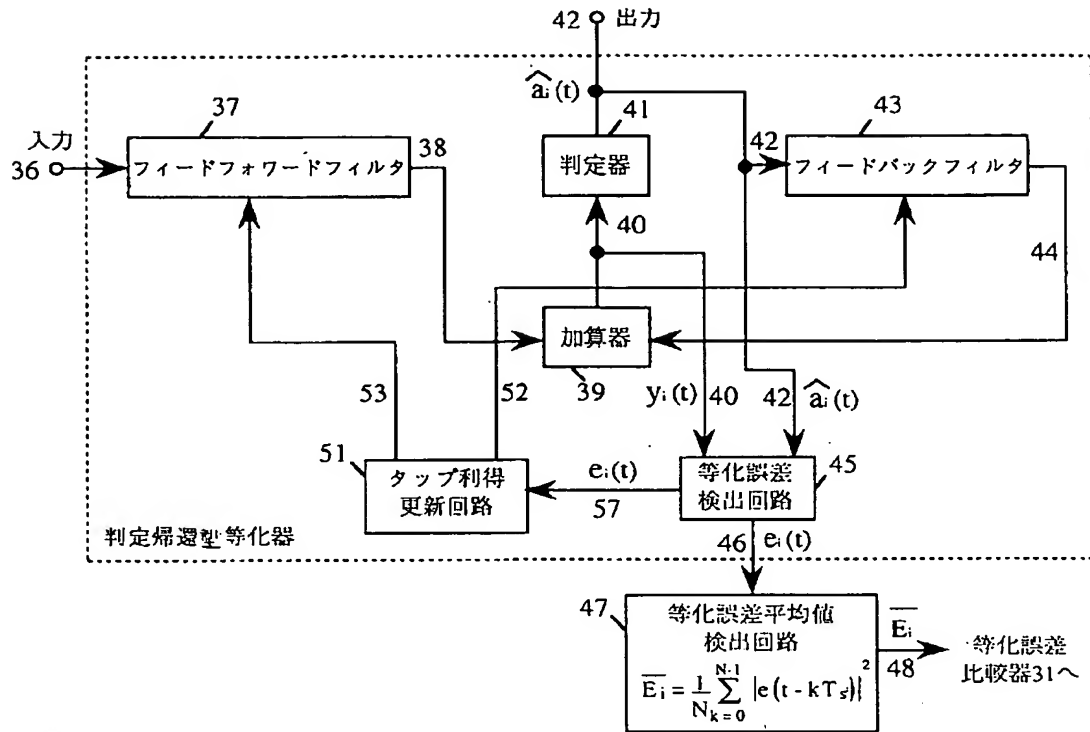
【図3】



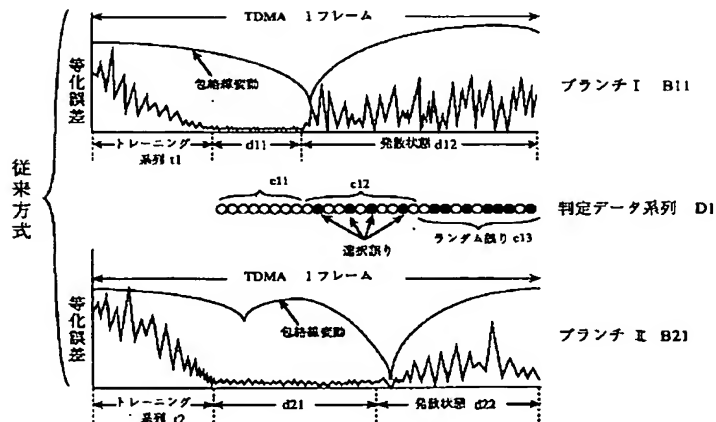
【図4】



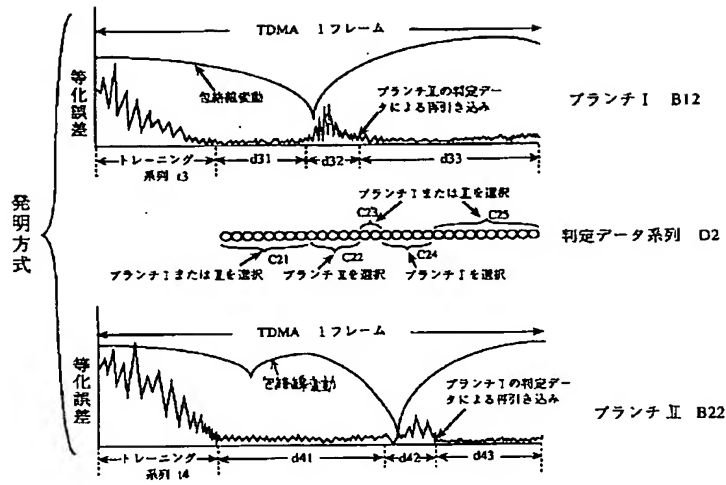
42 ♀ 出力



【図6】



【図7】



【図8】

